

① RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

① N° de publication : 2 800 954

(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

② N° d'enregistrement national : 99 14036

⑤ Int Cl⁷ : H 04 L 27/26

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②② Date de dépôt : 09.11.99.

③③ Priorité :

④③ Date de mise à la disposition du public de la
demande : 11.05.01 Bulletin 01/19.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule*

⑥⑥ Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦① Demandeur(s) : BELLANGER MAURICE — FR et
DAO TICH — US.

⑦② Inventeur(s) : BELLANGER MAURICE et DAO TICH.

⑦③ Titulaire(s) :

⑦④ Mandataire(s) :

⑤④ SYSTEME DE TRANSMISSION NUMERIQUE MULTI PORTEUSE UTILISANT UN TRANSMULTIPLEXEUR
OQAM.

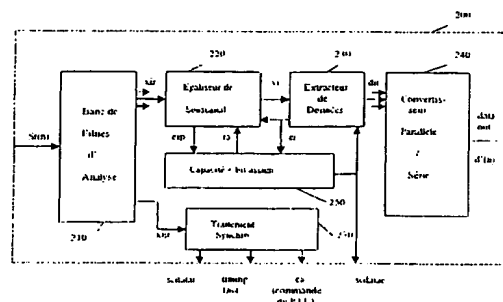
⑤⑦ Système dans lequel
- un signal contenant des séquences de synchronisation
qui définissent une structure temporelle consistant en des
trames, supertrames et hypertrames, est appliqué dans
l'émetteur (100) à l'entrée d'au moins un souscanal réservé
à la synchronisation, l'information utile étant portée par l'en-
veloppe du signal complexe OQAM, le même signal contene-
nant des données représentant le nombre de bits affectés à
chaque souscanal,

- à la sortie du banc de filtres d'analyse (210) dans le ré-
cepteur, le signal du souscanal de synchronisation est ap-
pliqué à un module de traitement (270) qui effectue la
détection d'enveloppe pour obtenir le signal de commande
de la boucle de phase d'horloge, identifie les séquences de
synchronisation et détecte les données d'affectation des
bits,

- les signaux des autres souscanaux dans le récepteur
sont appliqués chacun à un égaliseur en structure cascade
(220), un détecteur de données (230) et un convertisseur
parallèle série (240) qui fournit les données de sortie,

- un dispositif (250) utilise les erreurs de sortie de l'éga-
liseur et du détecteur de données pour estimer la capacité
de chaque souscanal et le nombre de bits à lui affecter.

Application: transmission de données numériques dans
un canal de communication.



FR 2 800 954 - A1



Description :

L'invention concerne un système pour la transmission de données numériques sur un canal de communication en utilisant une modulation multiporteuse et, plus particulièrement, une méthode améliorée basée sur le transmultiplexeur avec modulation OQAM pour l'application à un tel système.

- 5 Un système de transmission multiporteuse, par opposition à un système monoporteuse, utilise un ensemble de fréquences différentes réparties dans la bande de fréquence du canal de transmission pour transmettre les données. L'avantage principal est que le débit peut être ajusté pour chaque porteuse en fonction de la puissance du bruit et de la distorsion présents au voisinage de cette porteuse. Par suite, on peut
- 10 mieux approcher la limite théorique de la capacité d'information et, en particulier, les canaux de mauvaise qualité peuvent être exploités, comme par exemple certains canaux de communication sans fil, les lignes du réseau d'énergie ou les lignes d'abonné téléphonique en haute ou très haute fréquence. Une présentation détaillée des systèmes de transmission multiporteuses existants ainsi que leurs mérites par rapport aux
- 15 systèmes monoporteuses se trouve dans l'ouvrage de W.Y.Chen intitulé : « DSL-Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Line Systems », MacMillan Technical Publishing, Indianapolis, USA, 1998.

- Pour réaliser efficacement une transmission multiporteuse, deux approches ont été considérées jusqu'à maintenant. La première et la plus utilisée est appelée
- 20 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ou encore DMT (Digital Multi-Tone) et elle est basée sur la transformation de Fourier rapide FFT. Elle a fait l'objet de beaucoup de recherches et de développements. Selon cette technique, les données sont arrangées en blocs qui sont transmis par des porteurs orthogonaux et séparés par des temps de garde, qui doivent être plus grands que la réponse impulsionnelle du canal, afin
- 25 de préserver l'orthogonalité des porteurs à la réception. En dépit de son potentiel, l'OFDM/DMT présente un ensemble de faiblesses qui font que ses performances sont à peine supérieures à celles des techniques monoporteuses : il faut introduire un égaliseur temporel complexe en tête du récepteur pour réduire la longueur de la réponse impulsionnelle du canal, la synchronisation doit être réalisée avec une très grande

précision, une longue phase d'initialisation est nécessaire et les porteurs et souscanaux sont mal séparés, ce qui réduit la capacité du système en présence de brouilleurs. En fait, il faut un canal de bonne qualité pour que ce système fonctionne convenablement. Une documentation abondante est disponible sur ce sujet dans la littérature et une liste de

5 références bibliographiques figure dans l'ouvrage de W.Y.Chen.

Une seconde approche vise à corriger certaines des faiblesses de l'OFDM/DMT par l'utilisation de transformations plus évoluées que la FFT, comme la transformée avec recouvrement ou la transformée en ondelette. L'idée est d'améliorer la séparation entre les porteurs, ou souscanaux. Ce sujet a fait l'objet de beaucoup de

10 travaux théoriques et on peut consulter par exemple l'article de S.D.Sandberg et M.A.Tzannes : « Overlapped Discrete Multitone Modulation for High Speed Copper Wire Communications », IEEE-JSAC, Vol.13, N°9, décembre 1995. Bien qu'elles améliorent effectivement la séparation entre souscanaux, ces transformations conservent certaines des faiblesses critiques de l'OFDM/DMT et, notamment, les contraintes de

15 synchronisation temporelle.

En fait, l'approche idéale pour une transmission multiporteuse est celle qui rend les souscanaux indépendants, ce qui se réalise avec des bancs de filtres. Ce fait est connu depuis longtemps et une mise en œuvre efficace de bancs de filtres pour systèmes de transmission, basée sur la combinaison d'une FFT avec un réseau polyphasé, a été

20 présentée dans l'article de M.Bellanger et J.Daguet intitulé : « TDM-FDM Transmultiplexer : Digital Polyphase and FFT », IEEE Transactions, Vol.COM-22, septembre 1974. Plus tard, une technique appelée OQAM (Orthogonal Quadrature Amplitude Modulation) a été proposée pour la transmission multiporteuse avec banc de filtres et on peut se reporter à l'article de B.Hirosaki intitulé « An Orthogonally

25 Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform », IEEE Transactions Vol.COM-29, juillet 1981. Sa principale caractéristique est que la cadence d'échantillonnage des souscanaux est double de la cadence de Nyquist, donc de l'espacement entre les souscanaux, et les données sont transmises alternativement sur les parties réelle et imaginaire du signal complexe de chaque souscanal, en alternant en plus

30 entre souscanaux adjacents. Les distorsions introduites par le canal de transmission peuvent être réduites par un égaliseur multibranche dans chaque souscanal. Récemment,

il a été montré qu'un égaliseur monobranche pouvait remplir cette fonction et on peut se reporter à l'article de L. Qin et M. Bellanger intitulé : « Equalization Issues in Multicarrier Transmission Using Filter Banks », Annales des Télécommunications, Vol.52, N°1-2, janvier 1997.

5 En dépit de ses avantages théoriques, la technique multiporteuse OQAM est rarement envisagée pour des systèmes réels. Une raison essentielle tient aux problèmes que pose le principe d'alternance, et qui n'ont pas trouvé de solution satisfaisante à ce jour, pour les algorithmes d'égalisation, la synchronisation des porteurs et l'organisation temporelle du système.

10 C'est un objet de la présente invention de réaliser un système de transmission multiporteuse robuste et efficace, utilisant le principe du transmultiplexeur pour les bancs de filtres, combiné à la modulation OQAM.

 Cet objet ainsi que d'autres sont réalisés par la présente invention, selon laquelle un signal contenant des séquences de synchronisation qui définissent une
15 structure temporelle consistant en des trames, supertrames et hypertrames, est appliqué, dans l'émetteur, à l'entrée d'un ou plusieurs souscanaux réservés à la synchronisation, l'information utile étant portée par l'amplitude ou enveloppe du signal complexe OQAM. Le même signal contient aussi des données de service donnant le nombre de bits affectés à chaque souscanal. Dans les autres souscanaux, une courte séquence fixe
20 est introduite périodiquement pour servir de signal de référence aux égaliseurs de souscanaux dans le récepteur.

 A la sortie du banc de filtres d'analyse dans le récepteur, le signal correspondant au(x) souscanal(aux) de synchronisation est appliqué à une première cascade comportant un égaliseur d'amplitude, un détecteur d'enveloppe et un filtre qui
25 délivre le signal de commande pour la boucle à verrouillage de phase associée au générateur d'horloge du récepteur et à une seconde cascade comportant un égaliseur de phase et d'amplitude, un détecteur de données et un dispositif pour l'identification des séquences de synchronisation de supertrame et hypertrame ainsi que l'extraction des données de service. Les autres sorties du banc de filtres d'analyse sont appliquées à des
30 égaliseurs de souscanaux en cascade constitués de trois éléments chacun, un égaliseur d'amplitude, un égaliseur de phase et un égaliseur fin. Chaque égaliseur de souscanal est

suivi par un extracteur de données et les deux utilisent l'information fournie par le souscanal de synchronisation pour effectuer leurs fonctions. Les signaux d'erreur de sortie sont utilisés pour déterminer le nombre de bits affectés à chaque souscanal et l'information est transmise au terminal distant par le(s) souscanal(aux) de synchronisation, à chaque hypertrame.

Avec le système de l'invention, il n'est pas nécessaire d'introduire une séquence spéciale d'initialisation au début de la transmission ou après une interruption, et la répartition du débit entre les souscanaux peut être ajustée continuellement pendant la transmission.

La description suivante, faite en regard des dessins ci-annexés, le tout donné à titre d'exemple non limitatif fera bien comprendre comment l'invention peut être réalisée.

La figure 1 est un schéma bloc simplifié d'un système de transmission multiporteuse conforme à l'invention.

La figure 2 est un schéma bloc de l'émetteur multiporteuse numérique.

La figure 3 est un dessin montrant la forme d'onde de l'enveloppe du signal dans le souscanal de synchronisation.

La figure 4 est un schéma bloc du récepteur multiporteuse numérique.

La figure 5 est un schéma bloc de l'égaliseur de souscanal

La figure 6 est un schéma bloc montrant les fonctions impliquées dans le traitement des signaux reçus dans le souscanal de synchronisation.

Le schéma bloc d'un système de transmission multiporteuse donné à la figure 1 correspond au cas d'application à la ligne téléphonique d'abonné numérique. Le train binaire d'entrée $d(n)$ est appliqué à un émetteur multiporteuse 100, qui forme le signal $Se(n)$ et est lui-même relié à un module 10 qui effectue la conversion numérique-analogique (N/A) et les fonctions d'interface analogique d'émission. Cet interface analogique comporte essentiellement un amplificateur et un filtre passe-bas ou passe-bande pour limiter le spectre du signal envoyé au circuit hybride 11. L'hybride est relié à la paire torsadée 14 et son accès réception est relié à un module 12 qui effectue les fonctions d'interface analogique de réception et la conversion analogique-numérique (A/N). L'interface analogique comporte un filtre passe-bas ou passe-bande pour éviter le

repliement et un amplificateur à gain variable. Si une transmission symétrique est envisagée, le convertisseur A/N est relié à un annuleur d'écho 13 qui garantit un niveau de séparation convenable entre les deux sens de transmission. L'annuleur d'écho fournit le signal $S_r(n)$ et il est relié au récepteur multiporteuse 200 qui délivre le train binaire de sortie $d'(n)$. Une description détaillée des interfaces analogiques, des circuits hybrides, des convertisseurs A/N et N/A ainsi que des annuleurs d'écho est donnée dans l'ouvrage de W.Y.Chen.

La présente invention concerne l'émetteur multiporteuse 100 et le récepteur 200 qui sont représentés avec davantage de détails sur les figures 2 et 4 respectivement.

En se reportant à la figure 2, on voit que les données d'entrée $d(n)$ sont traitées par une cascade de trois modules, un convertisseur série/parallèle 110, un modulateur OQAM 120 et un banc de filtres de synthèse (BFS) 130 pour produire le signal multiporteuse émis $S_e(n)$. De même, comme le montre la figure 4, le signal numérique multiporteuse reçu $S_r(n)$ est traité par une cascade de quatre modules, un banc de filtres d'analyse (BFA) 210, un égaliseur de souscanal 220, un extracteur de données 230 et un convertisseur parallèle/série 240, pour produire la séquence des données de sortie $d'(n)$. En l'absence d'erreurs de transmission, $d(n)$ et $d'(n)$ sont identiques, à un retard près.

Les bancs de filtres BFS 130 et BFA 210 comportent un processeur de FFT relié à un réseau polyphasé comme décrit dans l'article de M.Bellanger et J.Daguet. En désignant par f_s la fréquence d'échantillonnage du signal multiporteuse et par N la dimension de la FFT, égale à deux fois le nombre de souscanaux, l'espacement entre souscanaux est égal à f_s/N et les modules BFS et BFA fonctionnent à la cadence $2(f_s/N)$. Par exemple, en transmission sur ligne d'abonné, on peut prendre les valeurs suivantes :

$f_s = 2048 \text{ kHz}$; $N = 512$; $f_s/N = 4 \text{ kHz}$; $2(f_s/N) = 8 \text{ kHz}$.

La particularité des bancs de filtres, BFS 130 et BFA 210 réside dans les valeurs de leurs coefficients, qui sont soit identiques soit très proches. On les calcule, par exemple, à partir d'un filtre prototype de réponse en fréquence $H(f)$ qui est du type demi-Nyquist en bande passante et présente l'affaiblissement maximal en bande affaiblie. Par suite, l'ensemble des bancs de filtres BFS et BFA possède une réponse $H^2(f)$ qui satisfait le premier critère de Nyquist. Il est avantageux que $H^2(f)$ satisfasse

également le second critère de Nyquist car, alors, les échantillons de signal intermédiaires prennent des valeurs bien définies. Par exemple, si les échantillons de données appliqués aux parties réelle et imaginaire d'un souscanal sont ± 1 , les échantillons intermédiaires à la sortie de l'ensemble BFS-BFA pour ce souscanal prennent l'une des trois valeurs $\{ +1 ; 0 ; -1 \}$.

Un choix possible est une approximation de la fonction suivante

$$\begin{aligned} H_t(f) &= \cos(\pi N f / 2 f_s) & ; & \quad 0 \leq |f| \leq f_s / N \\ H_t(f) &= 0 & ; & \quad f_s / N \leq |f| \leq f_s / 2 \end{aligned} \quad (1)$$

obtenue par exemple avec un développement en série de Fourier. Dans ces conditions, le filtre prototype à $M=2P+1$ coefficients de l'exemple a pour coefficients

$$h_i = \cos(\pi i / 256) / [1 - (i/128)^2] \quad ; \quad -P \leq i \leq P \quad (2)$$

Le signal x_i à l'entrée du block BFS 130 qui correspond au souscanal i , est fourni par le modulateur OQAM 120, un dispositif qui associe les données d'entrée d_i à des échantillons quantifiés de signal x_i conformément à des règles bien déterminées, comme il est connu en transmission de données et décrit, par exemple, dans le livre de W.Y.Chen. La particularité est seulement que les échantillons de signal prennent des valeurs réelles et imaginaires alternativement, pour obéir au principe de la modulation OQAM et que le nombre de niveaux est déterminé par un signal de contrôle externe denoté « scdatar » sur la figure 2. Ce signal de contrôle ajuste le nombre de bits transmis par un souscanal à la capacité estimée pour ce souscanal, comme expliqué par la suite. Par exemple si le souscanal i peut transporter 1 bit, l'échantillon x_i peut prendre les valeurs ± 1 et s'il peut transporter 2 bits, l'échantillon x_i peut prendre les valeurs : $-1,5 ; -0,5 ; 0,5$ ou $1,5$.

Le convertisseur série-parallèle 110 répartit la suite des données d'entrée $d(n)$ en autant de sous-suites qu'il y a de souscanaux utilisés et, pour chaque sous-suite, il constitue des groupes de bits d_i , sous le contrôle du signal externe scdatar, pour alimenter le modulateur OQAM 120. Un signal externe supplémentaire, dénoté « timing 1/64 » sur la figure 2, est utilisé pour insérer la séquence de référence dans le signal comme il est expliqué par la suite et il est appliqué à la fois au convertisseur série-parallèle et au modulateur OQAM.

Dans le système, au moins un souscanal est réservé à la transmission

du signal de synchronisation décrit ci-après et des données de service. Le signal correspondant xis est généré par le module « synchro+data » 150, les données de service, dénotées « scdatae » sur la figure 2, étant fournies par le récepteur 200 représenté à la figure 4.

5 L'organisation temporelle du système comporte 3 niveaux qui sont :

- 1) la trame : c'est la période de base du système, liée à l'espacement entre souscanaux f_s/N . Par exemple, si $f_s/N=4\text{kHz}$, une trame dure 0,25 ms. La trame est utilisée pour la transmission des données utiles, l'égalisation des souscanaux et la synchronisation.
- 2) la supertrame : elle a une durée de N_1 trames. Par exemple, si $N_1=64$, la
10 durée de la supertrame est de 16 ms. Elle est utilisée pour l'égalisation supervisée des souscanaux, les mesures de niveaux de bruit et la synchronisation.
- 3) l'hypertrame : elle a une durée de N_2 supertrames. Par exemple, si $N_2=64$, l'hypertrame dure 1024 ms. Elle est utilisée pour confirmer ou modifier les débits binaires affectés aux souscanaux.

15 Pour la synchronisation, un souscanal au moins transporte un signal particulier. Ce peut être le souscanal 69 par exemple, dont la fréquence centrale est de $4\text{ kHz} \times 69=276\text{ kHz}$. Le signal de synchronisation est conçu pour permettre une commande robuste et efficace des instants d'échantillonnage dans le récepteur et aussi pour permettre le verrouillage de trame, supertrame et hypertrame. Il contient la
20 séquence de synchronisation de supertrame suivante

$$\text{SFP} = \{ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \}$$

Avec l'alternance des données réelles et imaginaires exigée par la technique OQAM et l'opération de filtrage effectuée par les bancs de filtres, une telle séquence produit, à la réception et en l'absence de distorsion d'amplitude dans le canal de transmission et de
25 signaux dans les souscanaux voisins, un signal complexe dont le carré du module $v(n)$ est une sinusoïde à la fréquence $f_s/2N$ d'amplitude 0,5 superposée à une composante continue d'amplitude 1,5 comme le montre la figure 3. Avec les valeurs numériques données précédemment, $f_s/2N=2\text{ kHz}$, SFP a une durée de 2 ms et produit 4 périodes de la sinusoïde à 2 kHz, comme le montre la partie gauche de la figure 3. Comme la
30 supertrame a une longueur de 16 ms, il reste 14 ms pour la transmission des données de service. Elles sont codées comme suit :

$P0 = \pm\{1 -1 -1 1\}$ pour un « zero » ; $P1 = \pm\{1 1 1 1\}$ pour un « un »

De plus, deux données consécutives sont séparées par une période de la sinusoïde à 2 kHz, comme le montre également la figure 3.

Le signal utilisé pour commander la boucle à verrouillage de phase associée à l'oscillateur qui délivre la fréquence d'échantillonnage du signal reçu, ou générateur d'horloge du récepteur, est obtenu en filtrant la composante à 2 kHz dans $v(n)$. Cette fonction est avantageusement réalisée en deux étapes. D'abord un signal $c(4n)$, à la fréquence d'échantillonnage de 2 kHz est fourni par le calcul suivant

$$c(4n) = v(4n) - v(4n-1) - [v(4n-2) - v(4n-3)] \quad (3)$$

Ensuite, une opération de moyennage permet d'affaiblir le bruit et les interférences des canaux voisins. Elle correspond aux calculs

$$ca(4n) = (1-\varepsilon) ca[4(n-1)] + \varepsilon c(4n) \quad (4)$$

où ε est une constante de faible valeur, par exemple $\varepsilon = 10^{-3}$. C'est le signal $ca(4n)$ qui est utilisé pour commander la boucle à verrouillage de phase du générateur d'horloge.

Dans les symboles $P0$ et $P1$, le signe \pm est utilisé comme indiqué figure 3 pour assurer que les fronts montants et descendants du signal à 2 kHz gardent une position relative fixe dans le temps, quelles que soient les données de service transmises.

La séquence de synchronisation d'hypertrame HFP intervient toutes les 64 supertrames et, au début de la supertrame correspondante, la séquence SFP est répétée trois fois de suite pour former la séquence HFP suivante:

$$HFP = \{SFP, SFP, SFP, SFP\}$$

En vue de l'égaliisation dans le récepteur, une caractéristique supplémentaire du modulateur OQAM 120 dans l'émetteur est qu'il impose des valeurs fixes aux deux premiers échantillons de la supertrame dans chaque souscanal, par exemple : $\pm[1 ; 1]$.

Un signe particulier peut être attribué à chaque souscanal, pour éviter de produire un pic d'amplitude dans le signal multiporteuse émis $Sc(n)$ au début de chaque supertrame.

Dans le récepteur, le signal multiporteuse reçu $Sr(n)$ est traité par un ensemble de quatre blocs, le banc de filtres d'analyse 210, un égaliseur de souscanal 220, un module d'extraction des données 230 et un convertisseur parallèle-série 240.

L'égaliseur de souscanal 220 comporte lui-même trois sous-ensembles et il est représenté à la figure 5. Sur cette figure, dans le souscanal i , l'égaliseur d'amplitude 221 reçoit la

séquence d'entrée $xir(n)$ et une référence d'amplitude ra fournie par le module d'affectation des bits 250. Cette référence d'amplitude ra représente la valeur théorique de la valeur efficace du signal de données dans un souscanal. Pour des données à 1 bit, $ra=1$. L'égaliseur d'amplitude 221 calcule un gain variable $g1(n)$, il multiplie le signal par ce gain et fournit le résultat $yi(n)$ à l'égaliseur de phase 222. Le gain variable est obtenu par deux opérations

$$sgm(n+1) = (1-\epsilon) sgm(n) + \epsilon |xir(n+1)| \quad (5)$$

où $|x|$ est le module de x et ϵ est un nombre réel de faible valeur, par exemple $\epsilon=10^{-3}$.

$$g1(n+1) = ra / sgm(n+1) \quad (6)$$

10 Ensuite, l'égaliseur de phase 222 multiplie son signal d'entrée complexe $yi(n) = yir(n) + j yii(n)$ par un gain complexe $g2 = a + j b$ pour produire la sortie $ui(n)$. Le gain est mis à jour au début de la supertrame, en utilisant les deux premiers échantillons, notés $yi(n)$ et $yi(n+1)$. En fait, on résout un système matriciel au sens des moindres carrés

$$15 \quad \begin{vmatrix} yir(n) & -yii(n) \\ yii(n+1) & yir(n+1) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a \\ b \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \end{vmatrix} \quad (7)$$

Une réalisation préférée de l'algorithme est la suivante

$$a = A / C \quad ; \quad b = B / C \quad (8)$$

20 où les quantités A , B et C sont mises à jour à chaque supertrame par les equations

$$A(p+1) = (1-\epsilon) A(p) + \epsilon [yir(n+1) + yii(n)] \quad (9)$$

$$B(p+1) = (1-\epsilon) B(p) + \epsilon [yir(n) - yii(n+1)]$$

$$C(p+1) = (1-\epsilon) C(p) + \epsilon [yir(n)yir(n+1) + yii(n)yii(n+1)]$$

Le paramètre ϵ est une constante de valeur faible, par exemple $\epsilon=10^{-2}$ et p est l'indice de supertrame. Les valeurs initiales peuvent être $A(0)=10^{-3}$, $B(0)=0$, $C(p)$ étant maintenu supérieur à 10^{-2} . Une fois le gain complexe calculé, un signal d'erreur réel est obtenu par les deux équations

$$eip(n) = 1 - [a yir(n) - b yii(n)] \quad (10)$$

$$eip(n+1) = 1 - [b yir(n+1) + a yii(n+1)]$$

30 Ce signal d'erreur est utilisé pour l'estimation du niveau de bruit, comme indiqué plus loin. L'égaliseur fin 223 calcule la sortie suivante

$$v_i(n+1) = u_i(n) + \sum_{k=-1}^1 h_k(n) u_i(n-k) \quad (11)$$

qui alimente le module d'extraction des données 230. La fonction de l'égaliseur fin est de compléter la tâche des deux premiers modules, en particulier d'éliminer la distorsion résiduelle. Ses coefficients $h_k(n)$ ont généralement des valeurs petites et ils peuvent être mis à jour à la cadence de la supertrame avec le même signal de référence que l'égaliseur de phase 222. De plus, ils peuvent être mis à jour pendant la transmission des données utiles, avec le signal d'erreur $e_i(n)$ fourni par l'extracteur de données 230 et l'algorithme du gradient

$$h_k(n+1) = h_k(n) + \delta e_i(n+1) u_i(n-k) \quad (12)$$

où le pas d'adaptation δ prend une valeur faible, par exemple $\delta=10^{-3}$. On dit alors que l'égaliseur est du type dirigé par la décision.

En se reportant maintenant à la figure 4, la capacité d'un souscanal est déterminée par le bloc « capacité+bit assign » 250. Ce bloc reçoit le signal d'erreur e_{ip} de l'égaliseur de phase et le signal e_i du bloc d'extraction des données 230. Il calcule les deux variables

$$E1(p) = (1-\epsilon_1) E1(p-1) + \epsilon_1 [e_{ip}^2(n) + e_{ip}^2(n+1)] / 2 \quad (13)$$

$$E2(n) = (1-\epsilon_2) E2(n-1) + \epsilon_2 [e_i^2(n)] \quad (14)$$

où les paramètres ϵ_1 et ϵ_2 prennent des valeurs faibles, 10^{-2} et 10^{-3} respectivement par exemple. La quantité $E1(p)$ est calculée à chaque supertrame et elle est représentative de la puissance de la distorsion et du bruit dans le souscanal, avant égalisation fine. La quantité $E2(n)$ est calculée à la cadence de 8 kHz et elle est représentative de la puissance du bruit dans le souscanal. En fonctionnement normal, avec les équations (13) et (14), $E2(n)$ est plus petit que $E1(p)$ et la différence dépend de l'amélioration apportée par l'égaliseur fin. En se basant sur les résultats de ces calculs, la décision est prise au début de chaque hypertrame de conserver ou de modifier le nombre de bits affecté à chaque souscanal. Ensuite, l'information correspondante, notée « scdatae » est appliquée au bloc « synchro+data » 150 de l'émetteur 100, pour transmission au terminal distant pendant la présente hypertrame et au bloc d'extraction des données 230 dans le récepteur 200, pour être utilisée à l'hypertrame suivante. La détermination du nombre de bits N_b affecté au souscanal se fait en deux étapes. D'abord, N_b est calculé par la formule

$$Nb = \text{Int} \left[\frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{1}{E1(p)} \right) - 1 \right] ; \quad E1(p) < 0.25 \quad (15)$$

où $\text{Int}[x]$ est la partie entière de x . Ce calcul peut se faire en comparant $E1(p)$ à un ensemble de seuils. Ensuite, $E2(n)$ est utilisé pour confirmer la décision ou l'améliorer. Par exemple si $E2(n)$ est inférieur à $E1(p)/4$, le nombre de bits peut être augmenté d'une

5 unité.

Le nombre de bits affecté à chaque souscanal est limité par la capacité des données de service. Comme indiqué précédemment et illustré à la figure 3, le signal de synchronisation peut transporter 14 bits de données de service dans une supertrame avec les valeurs numériques données. Si 3 bits sont réservés pour représenter le nombre de

10 bits affecté à chaque souscanal, 4 souscanaux peuvent être pris en compte par une supertrame et si 240 souscanaux sont exploités, il suffit de 60 supertrames pour transmettre la totalité de l'information de capacité. Avec ces valeurs, le nombre de bits affecté à chaque souscanal est compris dans l'intervalle $[0,7]$.

Le module d'extraction des données 230 reçoit le signal $v_i(n)$ de l'égaliseur

15 de souscanaux 220 et effectue l'opération de quantification sur les parties réelle et imaginaire alternativement, en utilisant l'échelle de quantification associée au nombre de bits affecté au souscanal. La représentation binaire de la valeur quantifiée dir est appliquée au convertisseur parallèle-série 240 et l'erreur de quantification $e_i(n)$ est renvoyée à l'égaliseur de souscanal 220 pour être utilisée selon l'équation (12). Le

20 convertisseur parallèle-série 240 fournit la suite des données de sortie $d'(n)$.

Le bloc « traitement synchro » 270 est présenté à la figure 6. Il reçoit le signal du souscanal de synchronisation x_{isr} et effectue l'égalisation d'amplitude par le bloc 271, comme décrit précédemment pour les autres souscanaux. Le signal obtenu, $y_{is}(n)$ est appliqué au module « envelop-détection » 272 qui calcule la variable

25 $v(n) = |y_{is}(n)|^2$. Ensuite, le signal de commande $ca(4n)$ est généré par le bloc 273 comme expliqué ci-dessus et selon les équations (3) et (4).

Le signal de souscanal x_{isr} est également appliqué à l'égaliseur d'amplitude et phase qui produit le signal $u_{is}(n)$, à partir duquel les données binaires à 8 kHz sont restituées, à l'aide du détecteur de données 275. En fait, les données $bs(n)$ sont obtenues en prenant

30 le signe des parties réelle et imaginaire alternativement de la suite $u_{is}(n)$ et elles sont transmises au bloc « verrouillage et data extraction » 276, qui effectue la reconnaissance

des séquences de verrouillage de supertrame et hypertrame et délivre l'information temporelle correspondante, désignée par « timing 1/64 » sur les figures. Ce même bloc effectue également le démultiplexage des données d'affectation des bits, notées « scdatar » et transmises au modulateur OQAM 120 de chaque souscanal ainsi qu'au

5 convertisseur série-parallèle 110 dans l'émetteur du système.

Selon une caractéristique importante de l'invention, dans la bande de fréquence du canal de transmission, des parties de mauvaise qualité peuvent être exploitées par la combinaison de plusieurs souscanaux. En effet, dans chaque supertrame, le signal du souscanal de synchronisation porte les données d'affectation

10 des bits pour un groupe de quatre souscanaux. Si, pour ces quatre souscanaux, les estimations de puissance de bruit $E_{lj}(p)$ avec $j=1,2,3$ et 4 sont toutes plus grandes que 0,0625, ce qui entraîne $N_b=0$ pour chacun, et si la condition suivante est satisfaite

$$\sum_{j=1}^4 (1 / E_{lj}(p)) > 16 \quad (16)$$

alors, le même signal de donnée à 1 bit est appliqué à ces souscanaux dans l'émetteur et

15 les sorties correspondantes $u_{i+j}(n)$ des égaliseurs de phase dans le récepteur sont ajoutées avec les pondérations suivantes

$$\text{sum}(n) = \sum_{j=1}^4 u_{i+j}(n) / E_{lj}(p) \quad (17)$$

et les données d'entrée sont restituées en prenant le signe de la variable $\text{sum}(n)$. Avec cette technique, une suite de données à un bit est transmise par 4 souscanaux.

20 Evidemment, c'est un exemple et des combinaisons d'autres nombres de souscanaux, comme 2,3,8 ou 16, peuvent être envisagées. La sortie $v_i(n)$ de l'égaliseur de souscanal 220 peut aussi être utilisée dans cette opération.

Diverses modifications de la présente invention peuvent apparaître à l'homme de l'art au vu de la présente description et des schémas qui l'accompagnent.

REVENDEICATIONS

- 1- Système de transmission numérique multiporteuse comprenant un émetteur 100 et un récepteur 200,
- l'émetteur 100 comprenant des moyens pour diviser la suite des données d'entrée $d(n)$ en un nombre de sous-suites égal au nombre de souscanaux utilisés, des
5 moyens 120 pour effectuer une modulation OQAM sur chaque sous-suite et produire un ensemble de séquences x_i , chaque séquence étant appliquée à l'entrée d'un banc de filtres de synthèse 130 qui produit le signal numérique multiporteuse de sortie S_e , des moyens 150 pour former un signal de synchronisation et de données de service x_{is} dans au moins un de l'ensemble des N souscanaux du système,
- 10 le récepteur 200 comprenant un banc de filtres d'analyse 210 pour produire, à partir du signal d'entrée S_r , un ensemble de séquences x_{ir} égal au nombre de souscanaux utilisés, chaque séquence étant appliquée à l'entrée d'un égaliseur de souscanal 220, un extracteur de données 230 pour traiter la sortie de l'égaliseur et alimenter un convertisseur parallèle-série 240, qui produit la suite de données de sortie
15 $d'(n)$, des moyens 270 pour détecter le signal de synchronisation et de données de service, des moyens 250 pour estimer le niveau de bruit dans chaque souscanal et décider du nombre de bits à affecter,
- système caractérisé en ce que l'égaliseur de souscanal 220 est constitué par la mise en cascade d'un égaliseur d'amplitude 221, d'un égaliseur de phase et d'amplitude
20 résiduelle 222 et d'un égaliseur fin 223.
- 2- Emetteur et récepteur selon la revendication 1, caractérisés en ce que le signal transmis par le(s) souscanal(aux) de synchronisation contient une séquence de synchronisation de supertrame et une séquence de synchronisation d'hypertrame.
- 3- Emetteur selon la revendication 1, caractérisé en ce que le signal de
25 synchronisation et de données de service est transmis par modulation de l'enveloppe.
- 4- Récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'enveloppe du signal de synchronisation et de données de service est utilisée pour produire un signal de commande des instants d'échantillonnage du récepteur et de synchronisation de trame.
- 5- Emetteur selon la revendication 1, caractérisé en ce que le modulateur

OQAM 120 introduit dans le signal de chaque souscanal et à chaque supertrame une courte séquence fixe.

- 6- Egaliseur de souscanal 220 selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'égaliseur de phase et amplitude résiduelle 222 a ses coefficients mis à jour à la cadence de la supertrame, en utilisant comme signal de référence la séquence courte fixe introduite par l'émetteur.
- 7- Egaliseur de souscanal 220 selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'égaliseur fin 223 est du type d'un égaliseur dirigé par la décision.
- 8- Emetteur et récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce que les données pour l'affectation des bits dans les souscanaux sont transmises à chaque hypertrame et les nombres de bits portés par les souscanaux sont confirmés ou modifiés à chaque hypertrame.
- 9- Emetteur et récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce que le même signal d'entrée est appliqué à deux souscanaux ou plus dans l'émetteur et les sorties des égaliseurs de souscanal 220 correspondantes sont combinées pour produire un signal dont les données sont extraites.
- 10- Combinaison de signaux de souscanaux selon la revendication 9, caractérisée en ce que la combinaison consiste en une sommation pondérée, les coefficients de pondération étant les inverses des puissances de distorsion totale estimées, et les données sont obtenues en prenant le signe du résultat de la sommation pondérée.
- 11- Emetteur et récepteur selon la revendication 1, caractérisé en ce que les coefficients dans les bancs de filtres 130 et 210 sont tels que la réponse du filtre prototype satisfait les deux premiers critères de Nyquist.

1/3

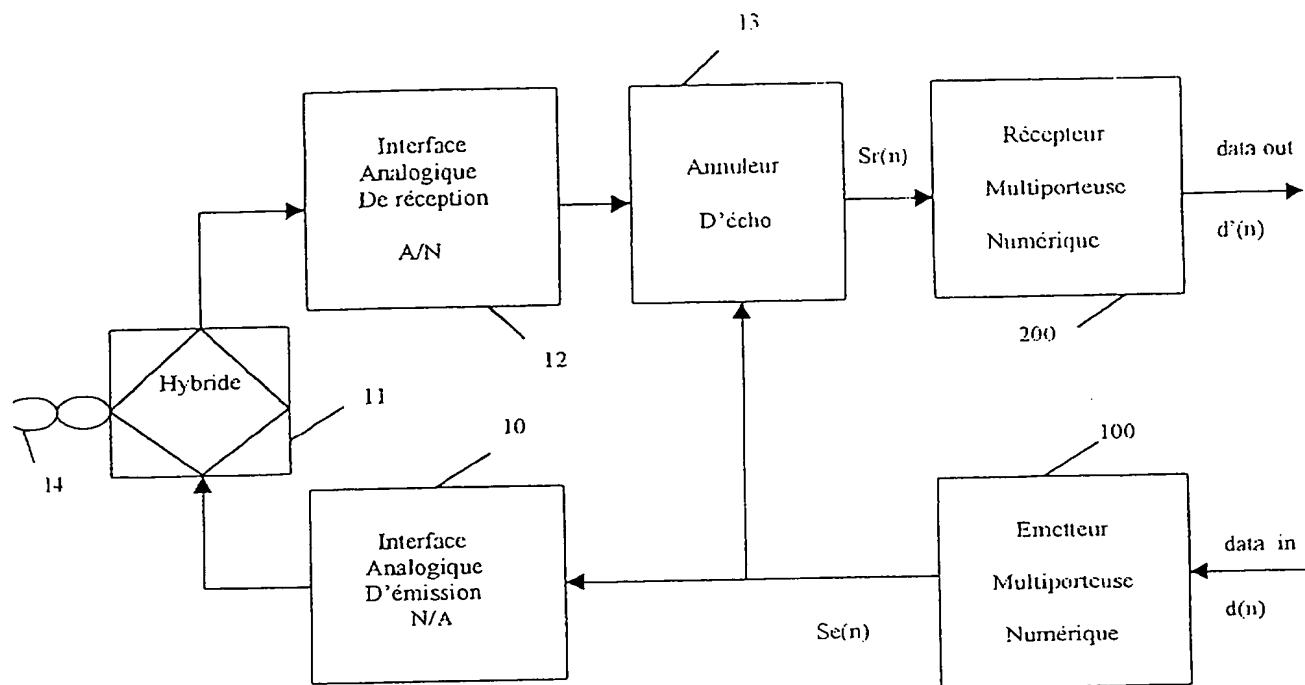


FIG. 1

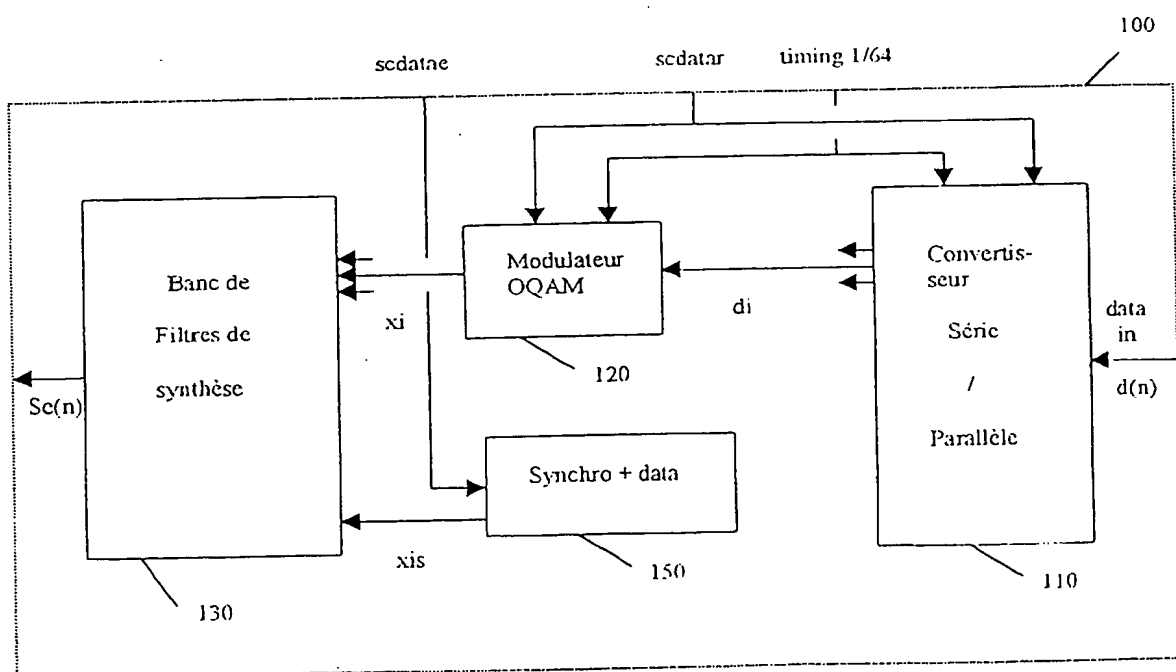


FIG. 2

2/3

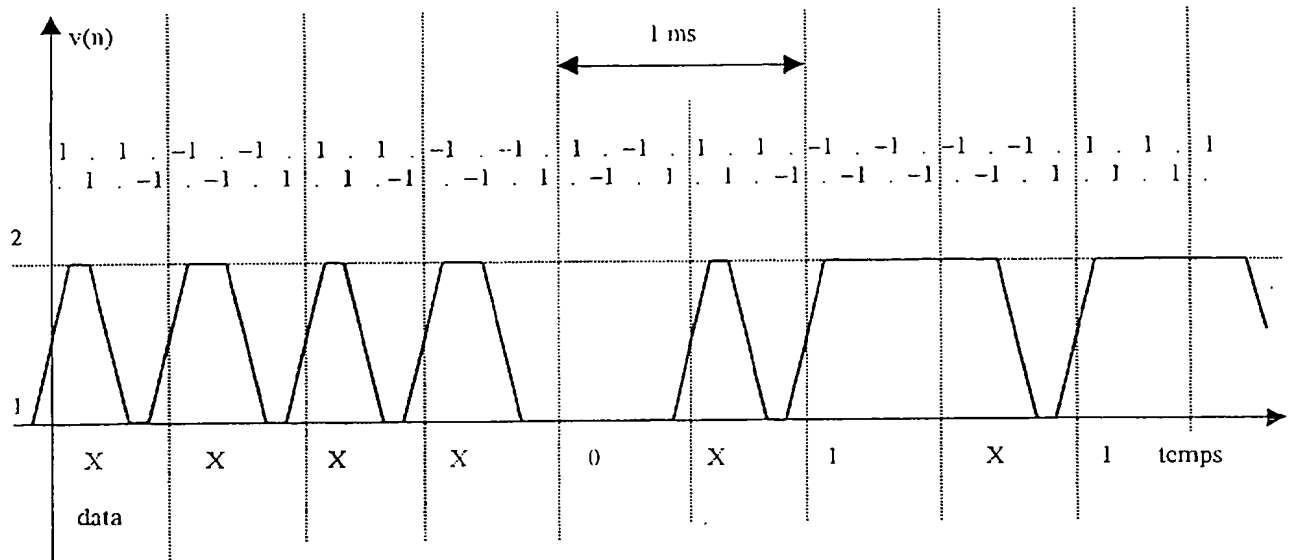


FIG.3

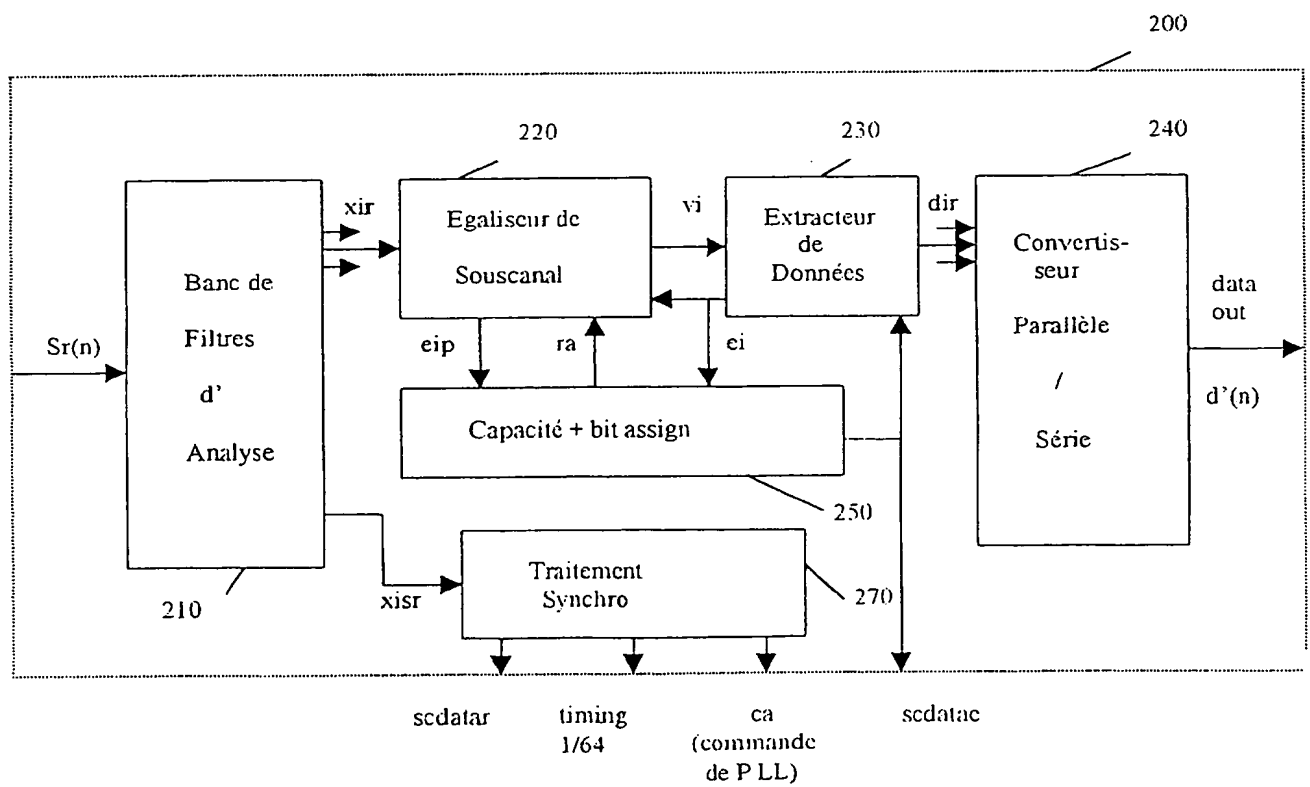


FIG.4

3/3

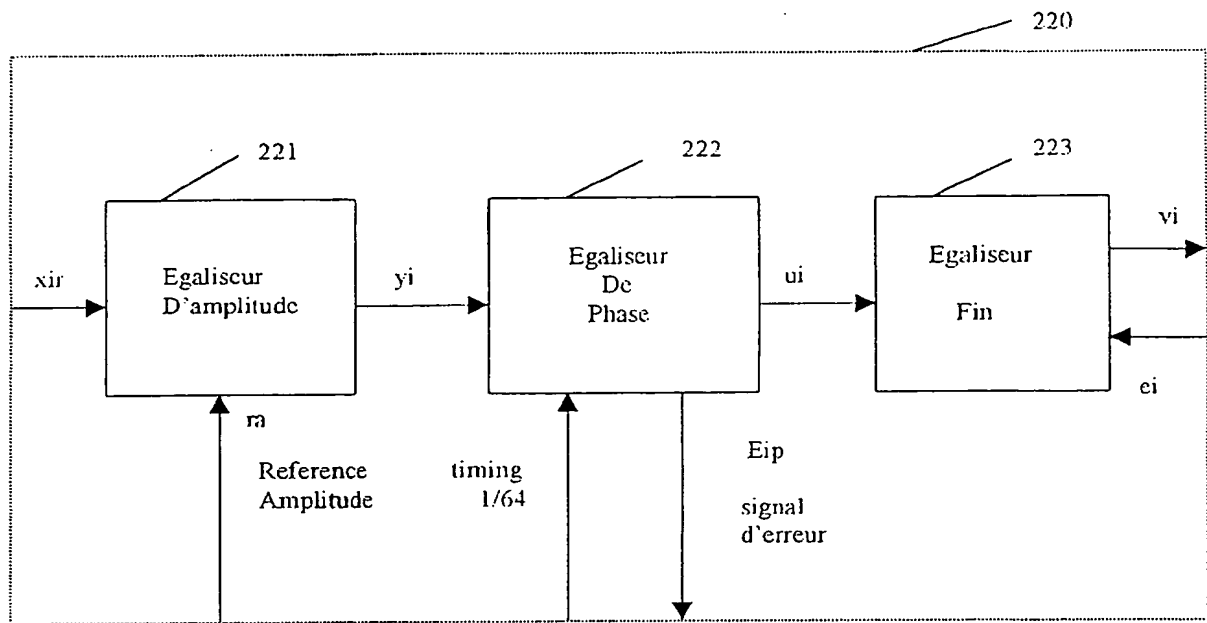


FIG.5

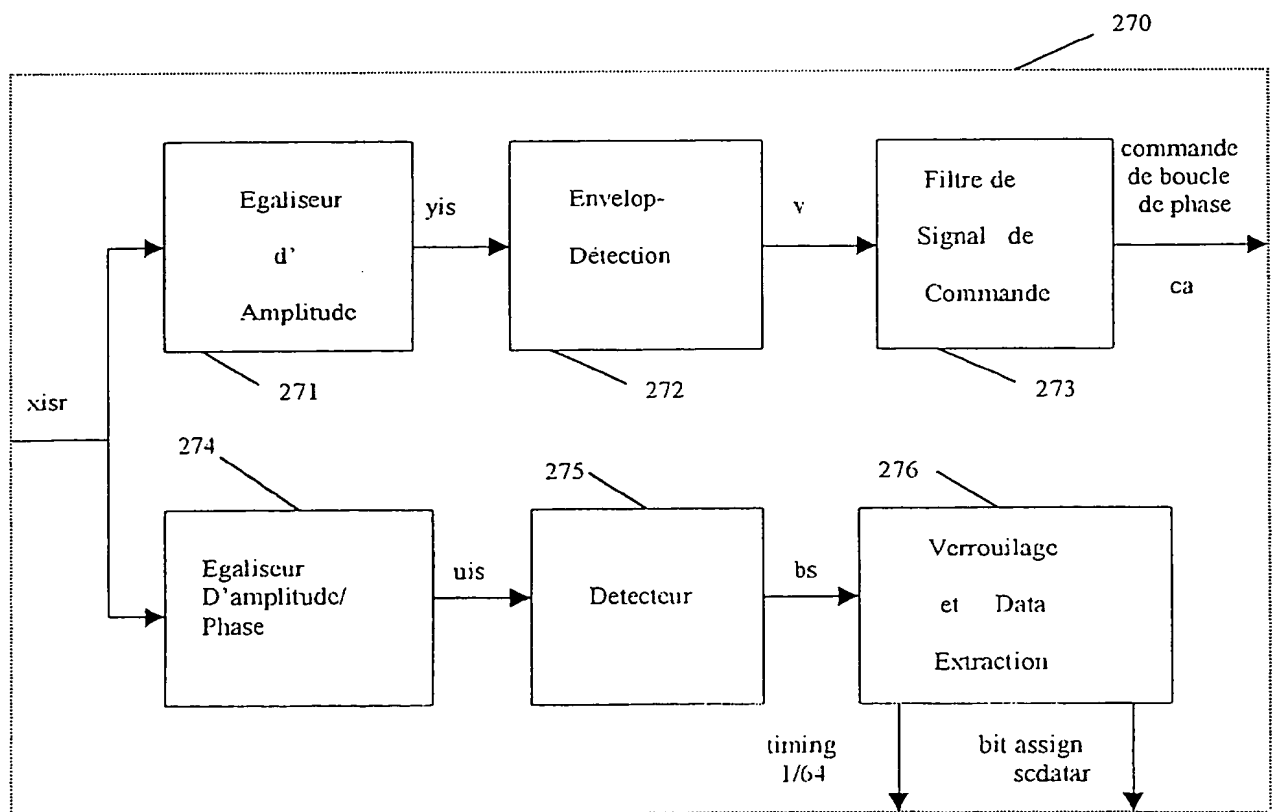


FIG.6



RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

2800954

N° d'enregistrement
national

FA 580156

FR 9914036

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
D,A	QIN L ET AL: "EQUALIZATION ISSUES IN MULTICARRIER TRANSMISSION USING FILTER BANKS" ANNALES DES TELECOMMUNICATIONS, CNET, vol. 52, no. 1/02, 1997, pages 31-38, XP000199847 France ISSN: 0003-4347 * abrégé * * page 32, colonne de gauche, alinéa 3 * * page 32, colonne de droite, alinéa 1 * * page 33, colonne de droite, alinéa 2 * * page 34, colonne de droite, alinéa 4 *	1, 11	H04L27/26
A	SLOBODAN NEDIC: "AN UNIFIED APPROACH TO EQUALIZATION AND ECHO CANCELLATION IN OQAM-BASED MULTI-CARRIER DATA TRANSMISSION" GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), US, NEW YORK, IEEE, 1997, pages 1519-1523, XP000737779 ISBN: 0-7803-4199-6 * page 1519 - page 1520 * * page 1521, alinéa 3.1 *	1	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7) H04L
A	US 4 621 355 A (AOYAGI HIDEHITO ET AL) 4 novembre 1986 (1986-11-04) * abrégé * * colonne 2, ligne 19 - ligne 45 * * le document en entier *	1-6	
A	US 4 575 682 A (AOYAGI HIDEHITO ET AL) 11 mars 1986 (1986-03-11) * abrégé * * colonne 3, ligne 59 - colonne 6, ligne 52 * * revendications 1-3 *	1, 4	
-/--			
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
11 juillet 2000		Koukourlis, S	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITES			
<p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>			

1

EPO FORM 1503 12/99 (P04C14)



RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

2800954

N° d'enregistrement
national

FA 580156

FR 9914036

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A	WO 98 21861 A (TELEDIFFUSION FSE ; ALARD MICHEL (FR); FRANCE TELECOM (FR); MICHEL) 22 mai 1998 (1998-05-22) * page 8, ligne 7 - page 9, ligne 15 * * page 11, ligne 4 - ligne 15 * * page 15, ligne 29 - page 17, ligne 9 * * page 19, ligne 19 - ligne 24 * * page 21, ligne 12 - ligne 17 * ---	1	
A	EP 0 793 369 A (TOGNETTI DANTE) 3 septembre 1997 (1997-09-03) * abrégé * * page 6, ligne 46 - ligne 48 * -----	1,7	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
11 juillet 2000		Koukourlis, S	
<p>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>			

1

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

WAVEFORM ENCODING OF BINARY SIGNALS USING A WAVELET AND ITS HILBERT TRANSFORM

Ertan Ozturk*, Oguz Kucur**, Guillermo Atkin*, Senior Member, IEEE

* Illinois Institute of Technology, Chicago, Illinois 6016, USA

** Gebze Institute of Technology, Gebze, Kocaeli, Turkey

ABSTRACT

Orthogonal wavelets have been applied to communications since the early 90's. In this paper, we prove that the Hilbert transform of a wavelet is orthogonal to its time shifts and it is also orthogonal to the corresponding wavelet and its time shifts. On the other hand, since the Hilbert transform only shifts the phase of the wavelet function by 90-degree, the magnitude spectrums of the wavelet and its transform are the same. Therefore they are located on the same frequency band. In order to utilize the above properties, we propose to use the wavelet and its Hilbert transform for waveform encoding of data bits. With this, we are able to double the bit rate without increasing the bandwidth or affecting the bit error rate (BER). Daubechies wavelets are used in the analyses of the proposed system.

I. INTRODUCTION

Wavelets started to be applied to the communication area in the early 90's. Since the Nyquist first criterion is satisfied by wavelets, continuous time wavelet waveforms are used to represent digital symbols in [2], [3], [4] and [8]. In [2], Gandhi proposed to replace a rectangular waveform in polar (baseband) signal with a suitable wavelet function. Then, this scheme is generalized to include both scaling functions and wavelet functions. At the receiver, decoding is possible, due to the self and cross orthogonality of the wavelets and scaling functions. In this system, while the bit error rate remains equal to that of BPSK format, the data rate is doubled and the overall bandwidth is doubled as well. Since the bandwidth is increased, this system is not bandwidth efficient.

We propose to use a wavelet and its Hilbert transform for waveform encoding of the bits. The Hilbert transform of a wavelet is orthogonal to its time shifts and it is also orthogonal to the corresponding wavelet and its time shifts as we prove in the appendix, hence, decoding of the bits at the receiver is possible without interference. Also they occupy the same frequency band, therefore, we are able to double the bit rate without increasing the bandwidth or affecting bit error rate (BER). Before starting the design of the system, we will briefly review the basics of wavelets and Hilbert transform.

II. REVIEW

Wavelets:

Wavelets are unit energy bandpass functions. Assume $w(t)$ is a wavelet function. A scaled and time shifted wavelet $w_{ik}(t)$ is given by $w_{ik}(t) = w(2^i t - k)$ for some integers i and k .

It can be proved that the inner product between $w_{ik}(t)$ and $w_{jK}(t)$ for some integers i, k, j, K is given by

$$\langle w_{ik}(t), w_{jK}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} w_{ik}(t) w_{jK}(t) dt = \delta(i-j) \delta(k-K) \quad (1)$$

The above equation implies that scaled and time shifted wavelets $w_{ik}(t)$ for different (i, k) values are orthogonal to each other. Wavelets can be represented in terms of unit-energy lowpass functions, called scaling functions $\phi_k(t)$. The equation which shows the relationship between different dilations of scaling function, is called the "dilation equation":

$$\phi(t/2) = 2 \sum_{n=0}^{N-1} c(n) \phi(t-n) \quad (2)$$

Another equation that shows the relationship between wavelets and scaling functions is the "wavelet equation":

$$w(t/2) = 2 \sum_{n=0}^{N-1} d(n) \phi(t-n) \quad (3)$$

Here, the $d(n)$'s and $c(n)$'s are highpass and lowpass filter coefficients of filter banks respectively and N is the number of finite impulse response filter (FIR) coefficients [6].

There are many families of wavelets. Here we use the well-known Daubechies wavelets [1]. A Daubechies wavelet D_N , $N \geq 2$ and even, is time limited in the interval $[0, N-1]$.

Hilbert Transform:

The Hilbert transform is described in the frequency domain by the transfer function,

$$H(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} -j & \omega > 0 \\ 0 & \omega = 0 \\ j & \omega < 0 \end{cases} \quad (4)$$

It follows that

$$|H(\omega)| = 1$$

$$\theta_h(\omega) = \begin{cases} -\pi/2 & \omega > 0 \\ \pi/2 & \omega < 0 \end{cases} \quad (5)$$

We represent the Hilbert Transform (HT) of a wavelet $w(t)$ by $w_h(t)$, i.e., $w_h(t) = HT\{w(t)\}$. Hilbert transform of a wavelet has the property of time shift orthogonality, i.e.,

$$\int_{-\infty}^{\infty} w_h(t) w_h(t-k) dt = \delta(k) \quad (6)$$

Also wavelets are orthogonal to the corresponding time shifted transforms i.e.,

$$\int_{-\infty}^{\infty} w(t) w_h(t-k) dt = 0 \quad (7)$$

(6) and (7) are proved in the appendix.

III. SYSTEM DESIGN

In the BPSK modulator, a binary "1" is encoded by a pulse $h(t)$ of time duration T_b and a binary "-1" is encoded by $-h(t)$. Hence, the baseband BPSK signal is given as

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k h(t - kT_b) \quad (8)$$

where $h(t)$ is a continuous time pulse. The bit rate is $R_b = 1/T_b$. We replace $h(t)$ with $w(t)$ and $w_h(t)$ functions of time duration $(N-1)T_b$. The composite signal is

$$S_c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k w(t - kT_b) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_k w_h(t - kT_b) \quad (9)$$

where $\{A_k\}$ and $\{B_k\}$ are zero mean individually and jointly independently random variables with $p(1)=1/2$ and $p(-1)=1/2$. The block diagrams of the transmitter and receiver is given in Fig. 1.

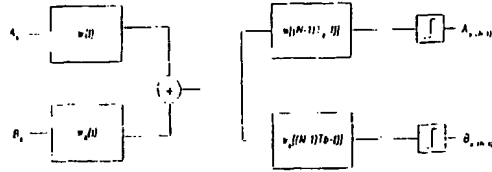


Fig. 1 Structure of Transmitter and Receiver

On the receiver side, the bits which are encoded by $w(t)$ and $w_h(t)$ overlap. Moreover, the neighboring bits overlap, because the time duration of the waveforms $\{(N-1)T_b\}$, is longer than $T_b = 1/R_b$. Fortunately, decoding of the bits is possible due to (1), (6) and (7). In Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel, the bit error rate is equal to that of BPSK. Therefore, the data rate is doubled.

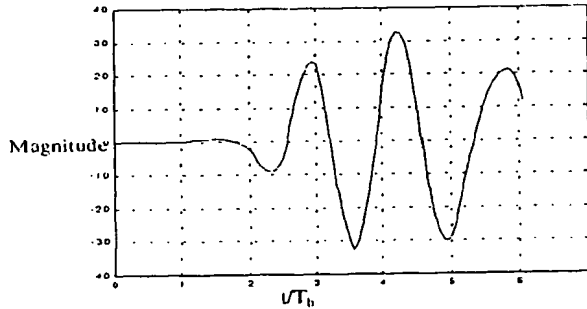


Fig. 2 Output of the matched filter

As an example, we encode the bits A'_k (1,0,0,1) using a D_4 wavelet and the bits B'_k (1,1,0,1) using the Hilbert transform of D_4 on the same channel. On the receiver side, there are two matched filters with impulse responses $w(3T_b-t)$ to decode the A'_k bits and $w_h(3T_b-t)$ to decode the B'_k bits. The output of the matched filter, $w_h(3T_b-t)$, is depicted in Fig. 2. Decoding in the receiver is possible due to the self and cross orthogonality properties of the $w(t)$ and $w_h(t)$ functions.

Power Spectral Density (PSD)

Here we will derive the PSD of the composite signal in (9), which contains both the wavelet waveform and its Hilbert transform. First we rewrite it as

$$S_c(t) = S_w(t) + S_{w_h}(t)$$

$$\text{where } S_w(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k w(t - kT_b) \quad (10)$$

$$\text{and } S_{w_h}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_k w_h(t - kT_b)$$

Since these two signals are independent, the PSD of the composite signal may be written as the sum of their PSD, i.e.,

$$\Phi_{S_c S_c}(\omega) = \Phi_{S_w S_w}(\omega) + \Phi_{S_{w_h} S_{w_h}}(\omega) \quad (11)$$

$\Phi_{S_w S_w}(\omega)$ is the Fourier transform of the autocorrelation function of $S_w(t)$. By following a similar procedure as in [5], the autocorrelation function of $S_w(t)$ is given by

$$\phi_{S_w S_w}(t + \tau, t) = \frac{1}{2} E\{S_w(t) * S_w(t + \tau)\} \quad (12)$$

The elements of the data bits are independent random variables such that $E(A_k)=0$, $E\{A_k^2\}=1$, $E(B_k)=0$ and $E\{B_k^2\}=1$. The autocorrelation is periodic with T_b .

$$\phi_{S_w S_w}(t + \tau + mT_b, t + mT_b) = \phi_{S_w S_w}(t + \tau, t) \quad m = \mp 1, \mp 2, \dots \quad (13)$$

Hence $S_w(t)$ is a cyclostationary process. Since the autocorrelation depends on both variables t and τ , its frequency domain representation requires the use of a two-dimensional Fourier transform. One approach is to compute the time average autocorrelation function over a single period. Thus, we eliminate the dependence of t using an average autocorrelation function. Since the bits are uncorrelated with zero mean and variance $1/2$, the Fourier transform of the average autocorrelation function reduces to

$$\Phi_{S_w S_w}(\omega) = \frac{1}{2} |W(\omega)|^2 \quad (14)$$

where

$$W(\omega) = \mathcal{F}\{w(t)\} \quad (15)$$

it is the PSD function of wavelet based term. The PSD of the second term which is dependent on $w_h(t)$ can be found following the same procedure and reduces to

$$\Phi_{S_{w_h} S_{w_h}}(\omega) = \frac{1}{2} |W_h(\omega)|^2 \quad \text{and } W_h(\omega) = \mathcal{F}\{w_h(t)\} \quad (16)$$

Therefore, the total PSD in (11) is

$$\Phi_{S_c S_c}(\omega) = \frac{1}{2} |W(\omega)|^2 + \frac{1}{2} |W_h(\omega)|^2 \quad (17)$$

In (17), the PSD depends on the frequency spectrums of wavelet function and its Hilbert transform. Since both $W(\omega)$ and $W_h(\omega)$ have the same magnitude spectrum, the spectrums of D_8 wavelet and the Hilbert transform of D_8 shown in Fig. 3, no additional bandwidth is required to transmit the extra bit.

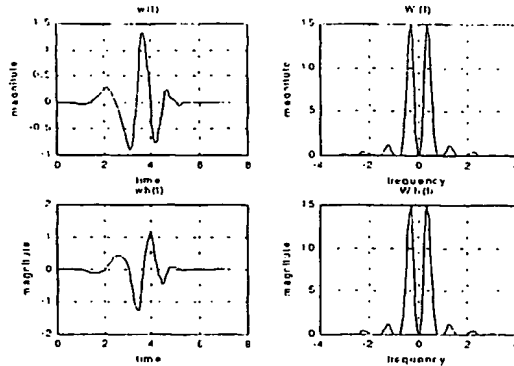


Fig. 3 D_4 and its Hilbert Transform

Moreover, we can increase the bandwidth efficiency of the system by searching better frequency-localized wavelets. In Figure 4, the PSD of D_4 , D_6 , D_8 and D_{10} are compared. We calculated the bandwidth B that contains 99% of the total power. For the D_4 , D_6 , D_8 and D_{10} wavelet based systems, $B=3.25/T_b$, $1.5/T_b$, $1.375/T_b$ and $1.25/T_b$ respectively. Therefore, by increasing the order of the Daubechies wavelets, the bandwidth efficiency is increased. These bands carry two bits, doubling the capacity, for a given time period.

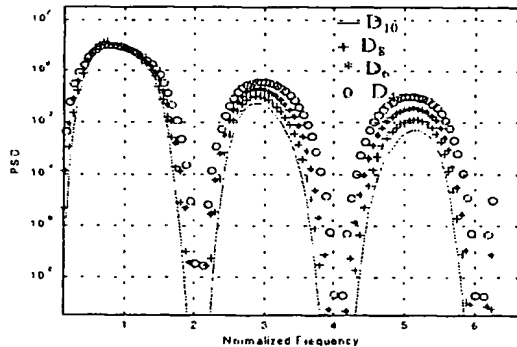


Fig. 4 The comparison of PSD's for Daubechies Wavelets

Wavelet and Its Hilbert Transform Based QPSK

Here we will show that a wavelet and its Hilbert transforms can be used together on a QPSK system. We first introduce a conventional QPSK: It is known that orthogonal carrier waveforms $\sin(\omega_c t)$ and $\cos(\omega_c t)$ can be used to increase the transmission rate without affecting the bit error probability and increasing bandwidth in BPSK. The signal of a QPSK can be written as

$$S_{QPSK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k^I h(t - kT_c) \cos(\omega_c t) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k^Q h(t - kT_c) \sin(\omega_c t) \quad (18)$$

$\{A_k^I\}$ is the in phase and $\{A_k^Q\}$ is the quadrature sequence of statistically independent bits. Since the in phase and quadrature bit sequences are mutually independent, it is easy to see that (18)

is composed of two independent signals. Therefore, the BER in this case, is identical to the one described by (8). However, two chips are transmitted in a given period, and thus doubling the data rate.

Using the previous idea, a QPSK type transmitter and receiver using wavelets and their Hilbert transforms can be designed and the transmitted signal is then given by

$$S_{QPSK}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \{A_k^I w(t - kT_c) + B_k^I w_h(t - kT_c)\} \cos(\omega_c t) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \{A_k^Q w(t - kT_c) + B_k^Q w_h(t - kT_c)\} \sin(\omega_c t) \quad (19)$$

Hence, a total of four data sequences $\{A_k^I\}$, $\{A_k^Q\}$, $\{B_k^I\}$ and $\{B_k^Q\}$ are multiplexed to yield a single signal. Clearly, this signal carries four bits of information per bit duration T_b , whereas a conventional QPSK signal carries only two bits of information per T_b . The BER of (18) and (19) are identical.

III. CONCLUSION

Wavelet and its Hilbert transforms based system increases the transmission rate without increasing the bandwidth of the system or affecting BER. In synchronous case, using a matched filter data bits can be recovered. PSD is derived and proved that extra bandwidth is not required to transmit an extra bit. By increasing the index of Daubechies wavelets, bandwidth efficiency can be increased. The drawback of the system is interference under timing errors. When perfect synchronization is lost, interference will be greater than conventional methods. On the other hand, better wavelet waveforms in terms of bandwidth efficiency and interference can be searched in wavelet theory.

APPENDIX

Proof of (6):

Using Parseval's theorem,

$$\int_{-\infty}^{\infty} w_h(t) w_h^*(t - k) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_h(\omega) W_h^*(\omega) e^{j\omega k} d\omega \quad (A1)$$

with

$$W_h(\omega) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi}{2}} W(\omega) & \omega > 0 \\ 0 & \omega = 0 \\ e^{j\frac{\pi}{2}} W(\omega) & \omega < 0 \end{cases} \quad (A2)$$

Hence, (A1) can be written as

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega) W^*(\omega) e^{j\omega k} d\omega + \int_0^{\infty} W(\omega) W^*(\omega) e^{j\omega k} d\omega = \quad (A3)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W(\omega)|^2 e^{j\omega k} d\omega + \int_0^{\infty} |W(\omega)|^2 e^{j\omega k} d\omega =$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W(\omega)|^2 e^{j\omega k} d\omega \quad (A4)$$

In [7], (A4) is zero.

Proof of (7):

By Parseval's theorem,

$$\int_{-\infty}^{\infty} w(t)w_h'(t-k)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega)W_h^*(\omega)e^{j\omega k}d\omega \quad (A5)$$

using (A2)

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\infty}^0 -jW(\omega)W^*(\omega)e^{j\omega k}d\omega + \int_0^{\infty} jW(\omega)W^*(\omega)e^{j\omega k}d\omega \right) = \\ & \frac{j}{2\pi} \left(-\int_{-\infty}^0 |W(\omega)|^2 e^{j\omega k}d\omega + \int_0^{\infty} |W(\omega)|^2 e^{j\omega k}d\omega \right) = \\ & \frac{j}{2\pi} \left(-\int_0^{\infty} |W(-\omega)|^2 e^{-j\omega k}d\omega + \int_0^{\infty} |W(\omega)|^2 e^{j\omega k}d\omega \right) \end{aligned} \quad (A6)$$

Since $W(\omega)$ is symmetric,

$$|W(\omega)|^2 = |W(-\omega)|^2 \quad (A7)$$

then,

$$\begin{aligned} & \int_0^{\infty} |W(\omega)|^2 \frac{j}{2\pi} (e^{j\omega k} - e^{-j\omega k})d\omega \\ & \frac{-1}{\pi} \int_0^{\infty} |W(\omega)|^2 \sin \omega k d\omega \end{aligned} \quad (A8)$$

The last integral split into an infinite number of 2π intervals, using the periodicity of $\sin \omega k$.

$$\int_0^{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} |W(\omega + 2\pi n)|^2 \sin \omega k d\omega \quad (A9)$$

Here we prove that $\sum_{n=0}^{\infty} |W(\omega + 2\pi n)|^2$ is constant. Then the

integral of the \sin function from 0 to 2π is zero for integer values of k .

The dilation equation (2) and the wavelet equation (3) in the frequency domain are

$$\phi(2\omega) = C(\omega)\phi(\omega) \quad (A10)$$

$$W(2\omega) = D(\omega)\phi(\omega) \quad (A11)$$

where $C(\omega)$ and $D(\omega)$ are the Fourier transform of the filter coefficients $c(n)$'s and $d(n)$'s respectively. For orthogonal wavelets, the following equations are satisfied [6],

$$|C(\omega)|^2 + |C(\omega + \pi)|^2 = 1 \quad (A12)$$

$$|D(\omega)|^2 + |D(\omega + \pi)|^2 = 1. \quad (A13)$$

Since $C(\omega)$ is periodic on 2π , (A10) can be written as

$$\begin{aligned} \phi(2\omega + 2\pi n) &= C(\omega + \pi n)\phi(\omega + \pi n) \\ &= \begin{cases} C(\omega)\phi(\omega + 2\pi k) & \text{if } n = 2k \\ C(\omega + \pi)\phi(\omega + (2k+1)\pi) & \text{if } n = 2k+1 \end{cases} \end{aligned} \quad (A14)$$

Squaring both sides and summing from 0 to infinite

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{\infty} |\phi(2\omega + 2\pi n)|^2 &= |C(\omega)|^2 \sum_{k=0}^{\infty} |\phi(\omega + 2\pi k)|^2 \\ &+ |C(\omega + \pi)|^2 \sum_{k=0}^{\infty} |\phi(\omega + \pi + 2\pi k)|^2 \end{aligned} \quad (A15)$$

We define,

$$A(\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} |\phi(\omega + 2\pi k)|^2 \quad (A16)$$

then A(15) can be written as

$$A(2\omega) = |C(\omega)|^2 A(\omega) + |C(\omega + \pi)|^2 A(\omega + \pi) \quad (A17)$$

It has been proved in [6] that (A17) with the constraint of (A12) gives a constant value of $A(\omega)$.

Now, we write (A11) as

$$\begin{aligned} W(2\omega + 2\pi n) &= D(\omega + \pi n)\phi(\omega + \pi n) \\ &= \begin{cases} D(\omega)\phi(\omega + 2\pi k) & \text{if } n = 2k \\ D(\omega + \pi)\phi(\omega + (2k+1)\pi) & \text{if } n = 2k+1 \end{cases} \end{aligned} \quad (A18)$$

Squaring both sides and summing from 0 to infinite

$$\sum_{n=0}^{\infty} |W(2\omega + 2\pi n)|^2 = |D(\omega)|^2 \sum_{k=0}^{\infty} |\phi(\omega + 2\pi k)|^2 + |D(\omega + \pi)|^2 \sum_{k=0}^{\infty} |\phi(\omega + \pi + 2\pi k)|^2 \quad (A19)$$

we define

$$B(\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} |W(\omega + 2\pi k)|^2 \quad (A20)$$

then (A19) can be written as

$$B(2\omega) = |D(\omega)|^2 A(\omega) + |D(\omega + \pi)|^2 A(\omega + \pi) \quad (A21)$$

Since $A(\omega)$ is a constant value and using (A13), $B(2\omega)$ and $B(\omega)$ are also constant values. This completes our proof.

REFERENCES

- [1] I. Daubechies, Ten Lectures on Wavelets, Society for Industrial and Applied Mathematics, 1992.
- [2] P. P. Gandhi, S. S. Rao and R. S. Pappu, "Wavelets for Waveform Coding of Digital Symbols," IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 45, No. 9, pp. 2387-2390, Sept. 1997.
- [3] W. W. Jones, "Multi-Scale Wavelet Modulation," Pro. of the 26th Southeastern Symposium in System Theory, Mar. 1994.
- [4] A. R. Lindsey, "Wavelet Packet Modulation for Orthogonal Multiplexed Communication," IEEE Tran. on Signal Procc., Vol. 45, No. 5, pp. 1336-1339, May 1997.
- [5] J. G. Proakis, Digital Communication, Third Edition, MacGraw-Hill, 1995.
- [6] G. Strang, T. Nguyen, Wavelet and Filter Banks, Wellesley-Cambridge Press, 1996.
- [7] P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, PTR Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993.
- [8] K. M. Wong, J. Wu, T. N. Davidson, "Wavelet Packet Division Multiplexing and Wavelet Packet Design Under Timing Error effects," IEEE Transaction on Signal Processing, Vol. 45, No. 12, pp. 2877-2890, Dec. 1997.